

(19) Japanese Patent Office (JP)

(11) Patent Application Publication Number

H05-347509

**KOKAI PATENT PUBLICATION (A)**

(43) Laid Open Dec. 27, 1993

(51) Int. Cl.<sup>5</sup>  
H01Q 13/08

Identification Mark

Intra-Office Number FI  
5940-5J

Examination has not yet requested  
Number of Claims: 5  
(Total 9 pages)

---

(21) Patent Application Number	H05-153984
(22) Filing Date	Jun. 15, 1992
(71) Applicant	000005832 MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD
(72) Inventor	KOBAYASHI ATSUSHI
(72) Inventor	GOTO HIROMICHI
(74) Agent	Patent Attorney ISHIDA (two else)

(54) Title of the Invention **PRINT ANTENNA**

**(57) Abstract**

**PURPOSE:** To widen the band, to dispense with the overall combination adjustment after manufacture, and also, to decrease deterioration of the antenna gain.

**CONSTITUTION:** By using a copper foil on the upper face of a double-sided board 1 having the copper foil on both faces, an antenna conductor layer 2' is formed, and by using the copper foil on the lower face side, a ground-conductor layer 3 is formed. An insulating material part between the upper and the lower copper foil parts of the double-sided board 1 is used as a dielectric layer 4. A loop-like conductor part of an antenna conductor layer 2 and the earth conductor layer 3 are connected by plural ground conductors 5. Also, a feeding conductor 6 is allowed to face the inside of the loop-like conductor part of the antenna conductor layer 2' through the dielectric layer 4 from a feeding part 7. Between the feeding conductor 7 and the loop-like conductor part, a series resonance circuit consisting of an inductance component for widening the band width and a capacitance component is provided. The inductance component is formed by a spiral conductor part 22, and the capacitance component is formed by a comb-shaped conductor part 23.

**Claims**

[Claim 1] copper foil by the side of the whole surface of a double-sided substrate which has copper foil to both sides -- using -- at least -- a loop-like conductor, while forming an antenna conductor layer containing the section On the other hand, form a ground conductor layer using near copper foil, and the insulating material section between the vertical copper foil sections of a double-sided substrate is used as a dielectric layer. Insulate with this ground conductor layer and the feed section is formed in the above-mentioned ground conductor-layer side by copper foil. It connects with a conductor, a conductor of the shape of a loop of an antenna conductor layer -- the section and a ground conductor layer -- a dielectric layer -- minding -- an object for touch-down -- Circles are made to attend, the feed section to a dielectric layer -- minding -- an object for feed -- a conductor -- a loop conductor of the above -- the above-mentioned object for feed -- a conductor and a loop conductor of the above -- a print antenna characterized by preparing between the sections a series resonant circuit which consists of an inductance element which negates a reactance of the main part section of an antenna, and broadbandizes bandwidth, and a capacitance element, and coming.

[Claim 2] A print antenna according to claim 1 which makes it spiral and is characterized for copper foil by the shape of JIGUZAKU, and forming the above-mentioned inductance element and changing.

[Claim 3] A print antenna according to claim 1 which makes copper foil the shape of the shape of a ctenidium, and parallel lines, and is characterized by forming the above-mentioned capacitance element and changing.

[Claim 4] A print antenna according to claim 1 characterized by changing using a chip as an inductance element or a capacitance element.

[Claim 5] the above-mentioned object for touch-down -- a number, a location, or a diameter of a conductor -- adjusting -- a conductor of the shape of a loop of the above-mentioned series resonant circuit -- a print

antenna according to claim 1 characterized by adjusting an impedance of inlet connection with the section and changing.

**[Detailed Description of the Invention]**

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the print antenna which is a kind of the micro stripe form antenna formed using a double-sided substrate.

[0002]

[Description of the Prior Art] The print antenna which is a kind of the micro stripe form antenna formed in both sides using the so-called double-sided substrate which is a printed circuit board which has copper foil is offered. Though it is small and a thin shape, since the repeatability of electrical characteristics is good with improvement in photo etching technology, this print antenna has the features of a property being uniform and excelling in mass production nature, and is widely used for migration communication equipment. Many reverse F form print antennas which that a dimension is small shows especially to drawing 4 as an antenna for portable telephones demanded are used.

[0003] With the reverse F form print antenna shown in this drawing 4 , the antenna conductor layer 2 is formed in both sides using the copper foil by the side of the upper surface of the double-sided substrate 1 which has copper foil, the ground conductor layer 3 is formed using the copper foil by the side of an underside, and the insulating material section between the vertical copper foil sections of the double-sided substrate 1 is used as a dielectric layer 4. between the above-mentioned antenna conductor layer 2 and the ground conductor layers 3 -- a through hole hole -- connecting -- this through hole hole -- the object for touch-down -- it has considered as the conductor 5. moreover, it is shown in drawing 4 (b) at the ground conductor-layer 3 side -- as -- this ground conductor layer 3 -- insulating -- copper foil -- the feed section 7 -- forming -- \*\*\*\* -- between the above-mentioned antenna conductor layer 2 and the feed sections 7 -- a through hole hole -- connecting -- this through hole hole -- the object for feed -- it has considered as the conductor 6. With this reverse F form print antenna, it can consider as the built-in antenna for small thin portable telephones according to the wavelength compaction effect of a dielectric layer 4.

[0004] By the way, there is a reverse F form print antenna of the compaction type which shows this kind of reverse F form print antenna to drawing 5 as what was miniaturized further. the reverse F form print antenna of this drawing 5 -- the antenna conductor layer 2 -- a JIGUZAKU-like (configuration which turned up both rectangular \*\*\*\*\* at multiple-times right angle) loop -- it considers as a conductor (it is hereafter called loop-like antenna conductor-layer 2'). With this compaction type of reverse F form print antenna, since the inductance component of loop-like antenna conductor-layer 2' is loaded, compared with the thing of drawing 4 , a dimension can be shortened or less to 1/2.

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] By the way, when it is small and a reverse F form print antenna is made into a thin shape as mentioned above, there is a defect which the bandwidth of an antenna becomes narrow and goes in connection with it. For example, the case where a 820MHz antenna is manufactured using drawing 4 and each reverse F form print antenna of drawing 5 is explained. The dielectric constant epsilon of a dielectric layer 4 manufactures the reverse F form print antenna of drawing 4 by 3.5 here using the double-sided substrate 1 whose magnitude is the vertical 30x width 30x thickness of 5mm. Similarly the dielectric constant epsilon of a dielectric layer 4 by 3.5 When magnitude manufactures the reverse F form print antenna of drawing 5 with the double-sided substrate 1 which is the vertical 30x width 15x thickness of 5mm, with the reverse F form print antenna of drawing 4 Standing-wave ratio (VSWR) = the bandwidth of 2 is about 40MHz and the bandwidth of VSWR=2 serves as about 20MHz and a narrow-band with the compaction type reverse F form print antenna of drawing 5 .

[0006] However, recently, according to buildup of mobile communication need, when a frequency allocation bandwidth is an antenna for breadth, especially portable telephones, in addition to a microminiaturization, want of broadband-izing has become strong. Conventionally, there is a reactance compensating method as a method of broadband-izing bandwidth. It explains briefly [ below ] about this reactance compensating method.

[0007] The impedance pair frequency locus of the above-mentioned reverse F form print antenna is similar with the impedance pair frequency locus of a parallel resonant circuit on the frequency near the resonance point. Continuous line I in drawing 6 has shown an example of the frequency characteristic (impedance pair frequency locus) of the impedance of a reverse F form print antenna. That is, resonance frequency  $f_0$  An inductance component is presented to a center by the low frequency side, and the capacitance component is presented in the RF side.

[0008] here -- the antenna conductor layer 2, the ground conductor layer 3, a dielectric layer 4, and the object for touch-down -- although alternate long and short dash line RO in drawing 6 comes to show the frequency characteristic of the impedance of the antenna section which consists of a conductor 5 -- the object for feed -- in order for the inductance component of a conductor 6 to join a serial at the above-mentioned antenna section, as the whole shows by continuous line I in this drawing, it inclines toward the inductance side.

[0009] A reactance compensating method negates such a reactance component, and acquires a broadband property. For example, what is necessary is to connect to the feed side of the antenna section at a serial the series resonant circuit which shows the frequency characteristic and the reverse property of this reactance component, to negate a reactance component, and just to broadband-ize, supposing the frequency characteristic of only the reactance component of the antenna section shown with the alternate long and short dash line in drawing 6 shows drawing 7 (a).

[0010] What is necessary is just to use what specifically has the frequency characteristic of the reactance component shown in drawing 7 (b) as the above-mentioned series resonant circuit. That is, for this series resonant circuit, the above-mentioned antenna section and resonance frequency are  $f_0$ . It is the same and is this resonance frequency  $f_0$ . A capacitance component is presented to a center by the low frequency side, and an inductance component is presented in a RF side. And it is  $f_L$ , for example as representation frequency by the side of low frequency and a RF. And  $f_H$  When it chooses, they are each frequency  $f_L$  and  $f_H$ . Q of a series resonant circuit is set up so that it may set and a sign may become [ the reactance component of the antenna section of drawing 7 (a), and the absolute value of a reactance ] equal reverse.

[0011] Since the result at the time of applying a reactance compensating method is serial composition of the frequency characteristic of the reactance component of drawing 7 (a) and drawing 7 (b), the result comes to be shown in drawing 7 (c), and the reactance component after composition serves as a low value over the broadband enough. However, in the former, since the above-mentioned series resonant circuit as a reactance compensating circuit was prepared separately from a print antenna, there was a defect that synthetic combination adjustment was required after a fabrication of a print antenna. Moreover, since the general electrical circuit serves as low Q layout, the printed circuit board which used the large substrate material of dielectric loss unlike the print antenna is used in many cases. When the series resonant circuit was formed by such printed circuit board, loss of a series resonant circuit became large and there was a defect of causing lowering of the antenna gain by the insertion loss of a series resonant circuit.

[0012] It is a broadband, and the combination adjustment synthetic after a fabrication of the place which succeeds in this invention in view of an above-mentioned point, and is made into the object is unnecessary, and is to offer the print antenna which can lessen lowering of antenna gain.

[0013]

[Means for Solving the Problem] copper foil by the side of the whole surface of a double-sided substrate which has copper foil to both sides in this invention in order to attain the above-mentioned object -- using -- at least -- a loop-like conductor, while forming an antenna conductor layer containing the section On the other hand, form a ground conductor layer using near copper foil, and the insulating material section between the vertical copper foil sections of a double-sided substrate is used as a dielectric layer. Insulate with this ground conductor layer and the feed section is formed in the above-mentioned ground conductor-layer side by copper foil. It connects with a conductor. a conductor of the shape of a loop of an antenna conductor layer -- the section and a ground conductor layer -- a dielectric layer -- minding -- an object for touch-down -- Circles are made to attend. the feed section to a dielectric layer -- minding -- an object for feed -- a conductor -- a loop conductor of the above -- the above-mentioned object for feed -- a conductor and a loop conductor of the above -- a series resonant circuit which consists of an inductance element which negates a reactance of the main part section of an antenna, and broadband-izes bandwidth between the sections, and a capacitance element is prepared.

[0014] Moreover, what is necessary is to make copper foil into the shape of the shape of JIGUZAKU, and a swirl, for example, and just to form the above-mentioned inductance element. Furthermore, what is necessary is to make copper foil into the shape of the shape of a ctenidium, and parallel lines, and just to form the above-mentioned capacitance element. When making occupancy area of a series resonant circuit still smaller, a chip may be used as an inductance element or a capacitance element further again.

[0015] moreover, the above-mentioned object for touch-down -- a number, a location, or a diameter of a conductor -- adjusting -- a conductor of the shape of a loop of the above-mentioned series resonant circuit -- an impedance of inlet connection with the section can be adjusted.

[0016]

[Function] This invention by having the series resonant circuit which consists of an inductance element

which negates the reactance of the main part section of an antenna as mentioned above, and broadband-izes bandwidth, and a capacitance element By broadband-izing bandwidth using a reactance compensating method, and moreover forming the above-mentioned series resonant circuit in a print antenna at one By forming a series resonant circuit on the double-sided substrate of the low loss which does not need the synthetic combination adjustment after a fabrication of a print antenna, and constitutes a print antenna like [ in the case of forming a series resonant circuit separately ] The insertion loss of a series resonant circuit is lessened and lowering of antenna gain is lessened.

[0017]

[Example] One example of this invention is shown in drawing 1 and drawing 2 . Since this example is the same as the reverse F form print antenna of the compaction type which applied this invention to the compaction type reverse F form print antenna, and was explained by drawing 5 in basic configuration, the same sign is attached about the same configuration and explanation is omitted.

[0018] With the compaction type reverse F form print antenna of this example The section 21 is formed. the edge of the earth side and the opposite hand of loop-like antenna conductor-layer 2' -- broad -- carrying out -- the object for capacity loading -- a conductor -- the object for feed -- the interior of loop-like antenna conductor-layer 2' is faced the edge by the side of the antenna conductor layer 2 of a conductor 6 -- making -- this object for feed -- between a conductor 6 and loop-like antenna conductor-layer 2' spiral as an inductance element -- a conductor -- the shape of a ctenidium as the section 22 and a capacitance element -- a conductor -- the series resonant circuit which consists of the section 23 -- forming -- further -- the object for touch-down -- the feature is in a point equipped with three conductors 5.

[0019] drawing 1 (b) -- the electric equal circuit of drawing 1 (a) -- it is -- L1 in drawing the inductance component of antenna conductor-layer 2' -- it is -- L2 -- the object for touch-down -- the inductance component of a conductor 5, and C1 -- the object for capacity loading -- a conductor -- the capacitance component of the section 21 and antenna conductor-layer 2', and L3 spiral -- a conductor -- the inductance component of the section 22, and C2 the shape of a ctenidium --

[0020] Here, it is the tuning frequency (resonance frequency)  $f_0$  of an antenna. It is decided by  $(L_1+L_2)$  and C1. and capacitance component C2 And inductance component L3 a reactance compensating method -- the antenna conductor layer 2, the ground conductor layer 3, a dielectric layer 4, and the object for touch-down -- it is the series resonant circuit which negates the reactance component of the antenna section which consists of a conductor 5, and broadband-izes bandwidth. here, it mentioned above -- as -- this series resonant circuit -- that resonance frequency -- resonance frequency  $f_0$  of the antenna section the same -- choosing -- \*\*\*\* -- and this series resonant circuit and the object for feed -- the frequency characteristic and the reverse property of a reactance component of the antenna section except a conductor 6 are shown. In addition, C2 / L3 which determines the connection location P with antenna conductor-layer 2' of this series resonant circuit, and Q of a series resonant circuit A ratio is chosen the optimal according to the property of the antenna section so that a reactance component may be negated. in order [ furthermore, ] to stop low the impedance in the connection location P to antenna conductor-layer 2' of a series resonant circuit -- the object for touch-down -- three conductors 5 are formed. here -- the impedance in the connection location P to antenna conductor-layer 2' of a series resonant circuit -- the object for touch-down -- it can adjust easily by fluctuating the number of conductors 5. in addition, the object for touch-down -- the diameter or location of a through hole hole which forms a conductor 5 can be changed, and can also be adjusted.

[0021] The frequency characteristic of the impedance of the print antenna of this example comes to be shown in drawing 2 (a). That is, an impedance locus encloses the center of a Smith chart, it is rotating one time and being broadband-ized is shown. Here, as the standing-wave ratio property at the time of manufacturing a 820MHz antenna using the double-sided substrate 1 whose dielectric constant epsilon is 3.5 and whose size is 35x15x5mm was shown in drawing 2 (b), in VSWR=2, it became the bandwidth of 40MHz, and the same bandwidth as the reverse F form print antenna which is not the compaction type of drawing 4 was obtained.

[0022] by the way, spiral in the inductance component of the series resonant circuit which performs reactance compensation in an above-mentioned case -- a conductor -- although considered as the section 22 -- the shape of zigzag -- a conductor -- you may form -- moreover, a capacitance component -- the shape of a ctenidium -- a conductor -- instead of [ of the section 33 ] -- parallel -- a line -- it is good also as a conductor. Thus, by making into the antenna section and one the series resonant circuit which broadband-izes bandwidth in this example, and forming a print antenna, it is expectable that can attain broadband-ization by the design stage in a form including a series resonant circuit, do not need the synthetic combination adjustment after a fabrication of a print antenna like [ in the case of moreover

forming a series resonant circuit separately ], and the yield of a product becomes good. Moreover, since the above-mentioned series resonant circuit is formed in the free space of loop-like antenna conductor-layer 2', the excessive space for series resonant circuits becomes unnecessary, and it can be miniaturized.

[0023] Furthermore, since the series resonant circuit is constituted on the low loss double-sided substrate, loss of the series resonant circuit itself can be lessened and lowering of the antenna gain based on the insertion loss of this series resonant circuit can be lessened. In addition, loss of the series resonant circuit at the time of manufacturing a 820MHz antenna using the double-sided substrate 1 whose dielectric constant epsilon is 3.5 and whose size is 35x15x5mm as mentioned above was 0.5dB or less.

[0024] By the way, in the above-mentioned case, the inductance component and capacitance component of a series resonant circuit were formed using the copper foil of the double-sided substrate 1, but as shown in drawing 3 , the chip inductor 24 and the chip capacitor 25 may be used. In this case, occupancy area of a series resonant circuit can be made very small.

[0025]

[Effect of the Invention] the copper foil by the side of the whole surface of the double-sided substrate with which this invention has copper foil to both sides as mentioned above -- using -- at least -- a loop-like conductor, while forming the antenna conductor layer containing the section On the other hand, form a ground conductor layer using near copper foil, and the insulating material section between the vertical copper foil sections of a double-sided substrate is used as a dielectric layer. Insulate with this ground conductor layer and the feed section is formed in the above-mentioned ground conductor-layer side by copper foil. It connects with a conductor. the conductor of the shape of a loop of an antenna conductor layer -- the section and a ground conductor layer -- a dielectric layer -- minding -- the object for touch-down -- Circles are made to attend. the feed section to a dielectric layer -- minding -- the object for feed -- a conductor -- the loop conductor of the above -- the above-mentioned object for feed -- a conductor and the loop conductor of the above, since the series resonant circuit which consists of an inductance element which negates the reactance of the main part section of an antenna, and broadband-izes bandwidth between the sections, and a capacitance element is prepared Since bandwidth can be broadband-ized using a reactance compensating method and the above-mentioned series resonant circuit is moreover formed in the print antenna at one Since the series resonant circuit is formed on the double-sided substrate of the low loss which does not need the synthetic combination adjustment after a fabrication of a print antenna, and constitutes a print antenna like [ in the case of forming a series resonant circuit separately ] The insertion loss of a series resonant circuit can be lessened and lowering of antenna gain can be lessened.

#### [Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] (a) and (b) are the perspective diagram showing the compaction type reverse F form print antenna as one example of this invention, and its representative circuit schematic.

[Drawing 2] (a) and (b) are explanatory drawings of the Smith chart and standing-wave ratio property which show an impedance characteristic same as the above.

[Drawing 3] It is the perspective diagram of other examples.

[Drawing 4] (a) and (b) are the perspective diagrams and cross sections showing the conventional reverse F form print antenna.

[Drawing 5] It is the perspective diagram showing a reverse F form print antenna conventional compaction type.

[Drawing 6] It is the Smith chart showing an impedance characteristic same as the above.

[Drawing 7] It is explanatory drawing of a reactance compensating method.

#### [Description of Notations]

1 Double-sided Substrate

2 2' Antenna conductor layer

3 Ground Conductor Layer

4 Dielectric Layer

5 Object for Touch-down -- Conductor

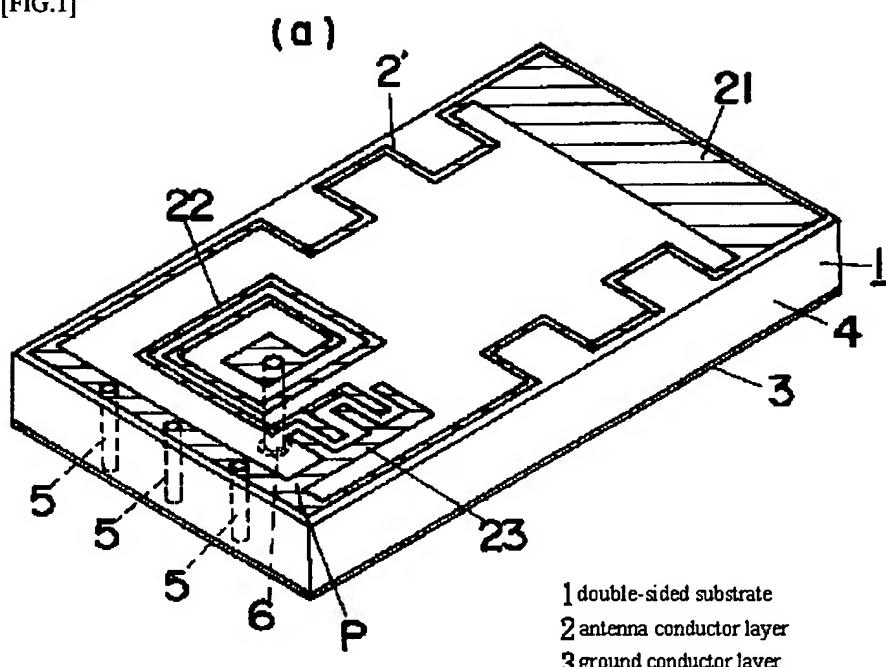
6 Object for Feed -- Conductor

7 Feed Section

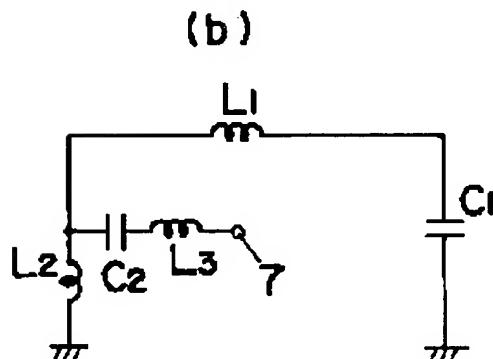
22 Spiral -- Conductor -- Section

23 the Shape of a Ctenidium -- Conductor -- Section

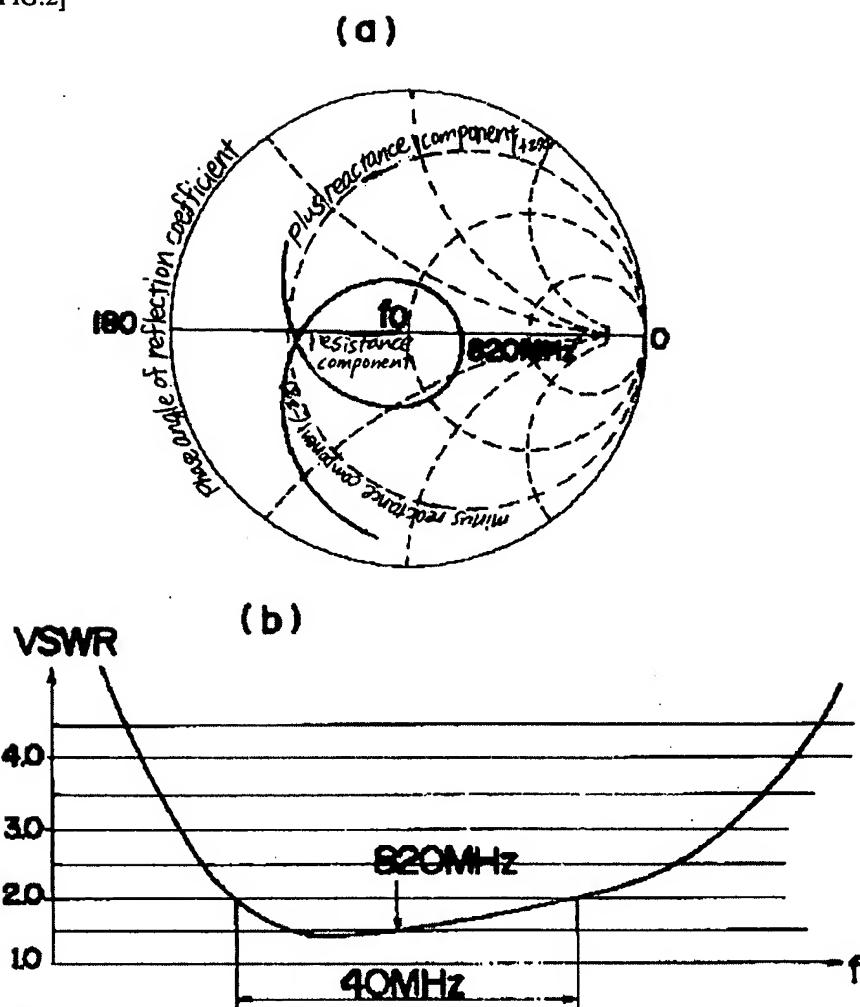
Drawings  
[FIG.1]



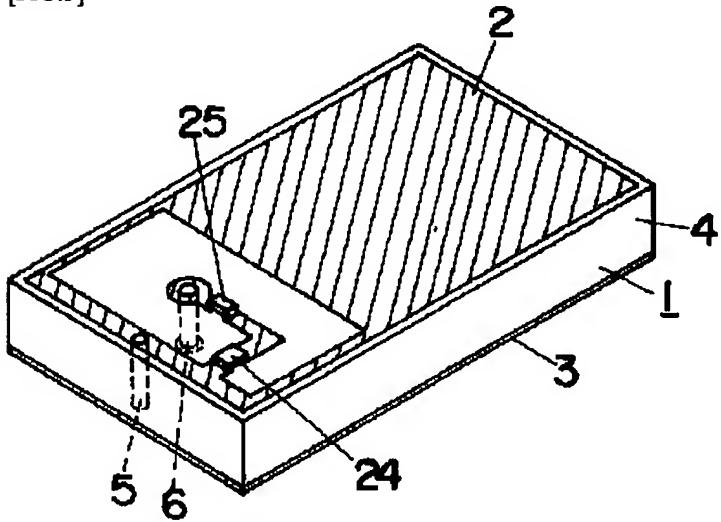
2 2 spiria conductor section  
2 3 the shape of a ctenidium  
conductor section



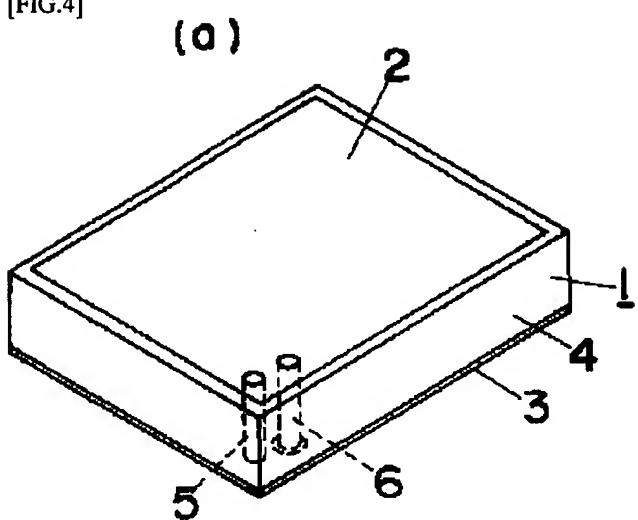
[FIG.2]



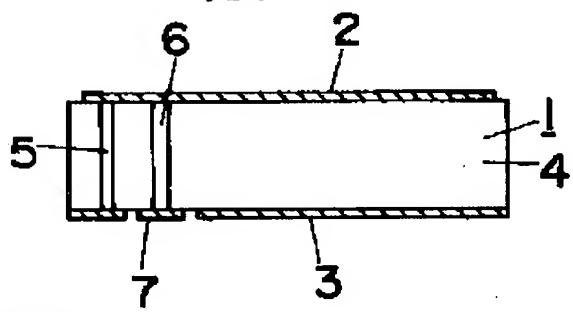
[FIG.3]



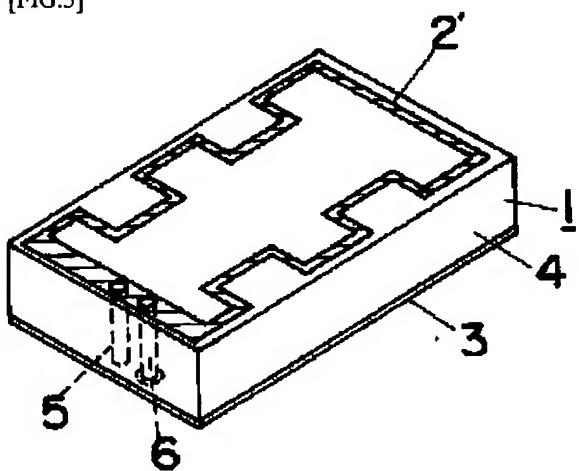
[FIG.4]



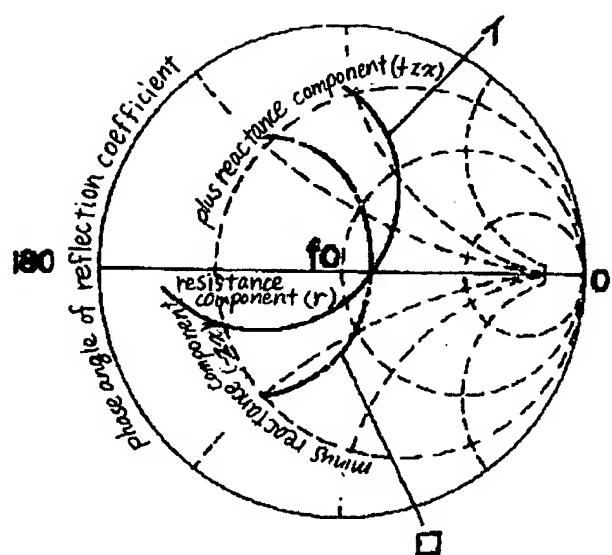
(b)



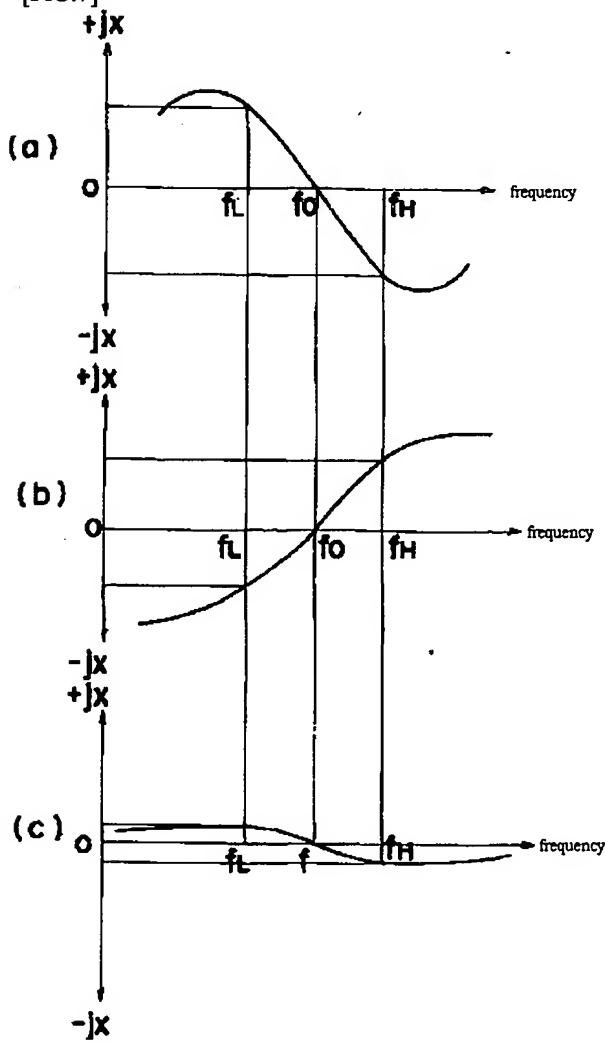
[FIG.5]



[FIG.6]



[FIG.7]



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-347509

(43)公開日 平成5年(1993)12月27日

(51)Int.Cl.<sup>8</sup>  
H 01 Q 13/08

識別記号  
H 01 Q 13/08

府内整理番号  
8940-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数5(全6頁)

(21)出願番号

特願平4-153984

(22)出願日

平成4年(1992)6月15日

(71)出願人 000005832

松下電工株式会社

大阪府門真市大字門真1048番地

(72)発明者 小林 敏

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

(72)発明者 後藤 弘通

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

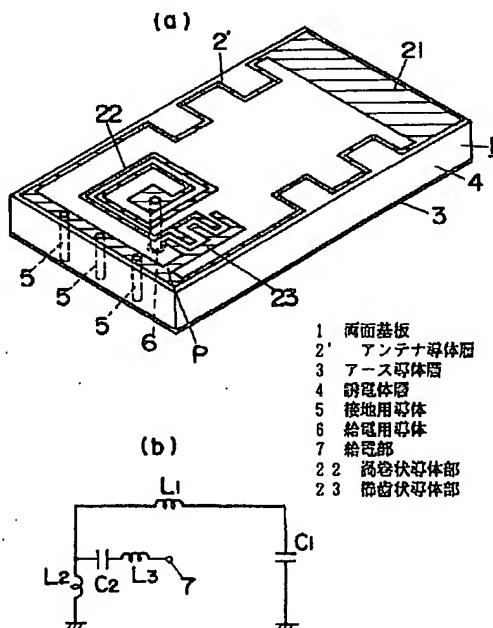
(74)代理人 弁理士 石田 長七 (外2名)

(54)【発明の名称】 プリントアンテナ

(57)【要約】

【目的】広帯域とともに、製作後の総合的な組み合わせ調整を不要とし、且つアンテナ利得の低下を少なくする。

【構成】両面に銅箔を有する両面基板1の上面側の銅箔を用いてアンテナ導体層2'を形成し、下面側の銅箔を用いてアース導体層3を形成する。両面基板1の上下銅箔部の間の絶縁材部を誘電体層4として用いる。上記アンテナ導体層2'のループ状の導体部とアース導体層3との間を複数の接地用導体5で連結する。また、給電部7から誘電体層4を介して給電用導体6をアンテナ導体層2'のループ状の導体部内に臨ませる。給電用導体7とループ状の導体部との間に帯域幅を広帯域化するインダクタンス成分とキャパシタンス成分とからなる直列共振回路を設ける。上記インダクタンス成分を渦巻状導体部22で形成し、キャパシタンス成分を櫛歯状導体部23で形成する。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】両面に銅箔を有する両面基板の一面側の銅箔を用いて少なくともループ状の導体部を含むアンテナ導体層を形成すると共に、他面側の銅箔を用いてアース導体層を形成し、両面基板の上下銅箔部の間の絶縁材部を誘電体層として用い、上記アース導体層にこのアース導体層とは絶縁して銅箔で給電部を形成し、アンテナ導体層のループ状の導体部とアース導体層とを誘電体層を介して接地用導体で接続し、給電部から誘電体層を介して給電用導体を上記ループ状の導体部内に臨ませ、上記給電用導体と上記ループ状の導体部との間にアンテナ本体部のリアクタンスを打ち消して帯域幅を広帯域化するインダクタンス素子とキャパシタンス素子とからなる直列共振回路を設けて成ることを特徴とするプリントアンテナ。

【請求項2】銅箔をジグザク状あるいは渦巻状にして上記インダクタンス素子を形成して成ることを特徴とする請求項1記載のプリントアンテナ。

【請求項3】銅箔を櫛歯状あるいは平行線状にして上記キャパシタンス素子を形成して成ることを特徴とする請求項1記載のプリントアンテナ。

【請求項4】インダクタンス素子あるいはキャパシタンス素子としてチップ部品を用いて成ることを特徴とする請求項1記載のプリントアンテナ。

【請求項5】上記接地用導体の数、位置あるいは直径を調節して、上記直列共振回路のループ状の導体部との接続部のインピーダンスを調整して成ることを特徴とする請求項1記載のプリントアンテナ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、両面基板を用いて形成されるマイクロストリップ形アンテナの一一種であるプリントアンテナに関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】両面に銅箔を有するプリント基板であるいわゆる両面基板を用いて形成されるマイクロストリップ形アンテナの一一種であるプリントアンテナが提供されている。このプリントアンテナは、小型且つ薄型でありながら、フォトエッチング技術の向上に伴い、電気的特性の再現性が良好になっているので、特性が均一であり、量産性に優れるという特長があり、移動通信機器に広く使用されている。特に、外形寸法が小さいことが要求される携帯電話機用のアンテナとしては図4に示す逆F形プリントアンテナが多く用いられている。

【0003】この図4に示す逆F形プリントアンテナでは、両面に銅箔を有する両面基板1の上面側の銅箔を用いてアンテナ導体層2を形成し、下面側の銅箔を用いてアース導体層3を形成しており、両面基板1の上下銅箔部の間の絶縁材部を誘電体層4として用いてある。上記アンテナ導体層2とアース導体層3との間はスルーホー

2

ル孔で連結し、このスルーホール孔を接地用導体5としてある。また、アース導体層3側には図4(b)に示すようにこのアース導体層3とは絶縁して銅箔で給電部7を形成してあり、上記アンテナ導体層2と給電部7との間はスルーホール孔で連結し、このスルーホール孔を給電用導体6としてある。この逆F形プリントアンテナでは、誘電体層4の波長短縮効果により、小型で薄型の携帯電話機用の内蔵アンテナとすることができます。

【0004】ところで、この種の逆F形プリントアンテナをさらに小型化したものとして、図5に示す短縮タイプの逆F形プリントアンテナがある。この図5の逆F形プリントアンテナは、アンテナ導体層2をジグザク状(矩形の両縁片部を複数回直角に折り返した形状)のループ導体(以下、ループ状アンテナ導体層2' と呼ぶ)としたものである。この短縮タイプの逆F形プリントアンテナでは、ループ状アンテナ導体層2' のインダクタンス成分が装荷されるため、図4のものに比べて、外形寸法を1/2以下に短縮することができる。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述のように逆F形プリントアンテナを小型で薄型にすると、それに伴ってアンテナの帯域幅が狭くなってしまう欠点がある。例えば、820MHzのアンテナを図4及び図5の夫々の逆F形プリントアンテナを用いて製作した場合について説明する。ここで、誘電率 $\epsilon$ が3.5で、大きさが縦30×横30×厚み5mmの両面基板1を用いて図4の逆F形プリントアンテナを製作し、また誘電体層4の誘電率 $\epsilon$ が同じく3.5で、大きさが縦30×横15×厚み5mmの両面基板1で図5の逆F形

プリントアンテナを製作した場合、図4の逆F形プリントアンテナでは、定在波比(VSWR)=2の帯域幅は約40MHzであり、図5の短縮タイプの逆F形プリントアンテナでは、VSWR=2の帯域幅は約20MHzと狭帯域となる。

【0006】ところが、最近では移動通信需要の増大により、周波数割当バンド幅が広がり、特に携帯電話機用のアンテナの場合、超小型化に加え、広帯域化の要望が強まって来た。従来、帯域幅を広帯域化する方法としてはリアクタンス補償法がある。このリアクタンス補償法について以下に簡単に説明する。

【0007】上記逆F形プリントアンテナのインピーダンス対周波数軌跡は、共振点付近の周波数では、並列共振回路のインピーダンス対周波数軌跡と類似している。図6中の実線イで、逆F形プリントアンテナのインピーダンスの周波数特性(インピーダンス対周波数軌跡)の一例を示してある。つまり、共振周波数 $f_r$ を中心にして低周波側ではインダクタンス成分を呈し、高周波側ではキャパシタンス成分を呈している。

【0008】ここで、アンテナ導体層2、アース導体層3、誘電体層4及び接地用導体5からなるアンテナ部の

インピーダンスの周波数特性は図6中の一点鎖線図で示すようになるのであるが、給電用導体6のインダクタンス成分が上記アンテナ部に直列に加わるため、全体が同図中の実線で示すようにインダクタンス側に片寄っている。

【0009】リアクタンス補償法は、このようなリアクタンス成分を打ち消して広帯域特性を得るものである。例えば、図6中の一点鎖線で示すアンテナ部のリアクタンス成分のみの周波数特性が図7(a)に示すようになっているとすると、このリアクタンス成分の周波数特性と逆特性を示す直列共振回路をアンテナ部の給電側に直列に接続し、リアクタンス成分を打ち消して広帯域化すればよい。

【0010】上記直列共振回路としては、具体的には、図7(b)に示すリアクタンス成分の周波数特性を有するものを用いればよい。つまり、この直列共振回路は、上記アンテナ部と共振周波数が $f_1$ と同一であり、この共振周波数 $f_1$ を中心には低周波側ではキャパシタンス成分を呈し、高周波側ではインダクタンス成分を呈するものである。そして、例えば低周波側及び高周波側の代表周波数として $f_1$ 及び $f_2$ を選んだ場合に、夫々の周波数 $f_1$ 、 $f_2$ において図7(a)のアンテナ部のリアクタンス成分と、リアクタンスの絶対値が等しく符号が逆になるように、直列共振回路のQを設定してある。

【0011】リアクタンス補償法を適用した場合の結果は、図7(a)と図7(b)のリアクタンス成分の周波数特性の直列合成であるので、その結果は図7(c)に示すようになり、合成後のリアクタンス成分は十分広帯域にわたって低い値となっている。しかし、従来ではリアクタンス補償回路としての上記直列共振回路をプリントアンテナとは別個に設けていたため、プリントアンテナの製作後に総合的な組み合わせ調整が必要であるという欠点があった。また、一般的な電気回路は低Q設計となっているため、プリントアンテナとは異なり誘電体損失の大きい基板材料を使用したプリント基板が用いられることが多い。このようなプリント基板で直列共振回路を形成すると、直列共振回路の損失が大きくなり、直列共振回路の挿入損失によるアンテナ利得の低下を招くという欠点があった。

【0012】本発明は上述の点に鑑みて為されたものであり、その目的とするところは、広帯域であり、製作後に総合的な組み合わせ調整が不要で、且つアンテナ利得の低下を少なくすることができるプリントアンテナを提供することにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明では、上記目的を達成するために、両面に銅箔を有する両面基板の一面側の銅箔を用いて少なくともループ状の導体部を含むアンテナ導体層を形成すると共に、他面側の銅箔を用いてアース導体層を形成し、両面基板の上下銅箔部の間の絶縁

材部を誘電体層として用い、上記アース導体層側にこのアース導体層とは絶縁して銅箔で給電部を形成し、アンテナ導体層のループ状の導体部とアース導体層とを誘電体層を介して接地用導体で接続し、給電部から誘電体層を介して給電用導体を上記ループ状の導体部内に臨ませ、上記給電用導体と上記ループ状の導体部との間にアンテナ本体部のリアクタンスを打ち消して帯域幅を広帯域化するインダクタンス素子とキャパシタンス素子とからなる直列共振回路を設けてある。

【0014】また、例えば銅箔をジグザク状あるいは渦巻状にして上記インダクタンス素子を形成すればよい。さらに、銅箔を櫛歯状あるいは平行線状にして上記キャパシタンス素子を形成すればよい。さらにまた、直列共振回路の占有面積をさらに小さくする場合には、インダクタンス素子あるいはキャパシタンス素子としてチップ部品を用いてもよい。

【0015】また、上記接地用導体の数、位置あるいは直径を調節して、上記直列共振回路のループ状の導体部との接続部のインピーダンスを調整することができる。

【0016】

【作用】本発明は、上述のようにアンテナ本体部のリアクタンスを打ち消して帯域幅を広帯域化するインダクタンス素子とキャパシタンス素子とからなる直列共振回路を備えることにより、リアクタンス補償法を用いて帯域幅を広帯域化し、しかも上記直列共振回路をプリントアンテナに一体に形成することにより、直列共振回路を別個に形成する場合のように、プリントアンテナの製作後の総合的な組み合わせ調整を必要とすることなく、かつプリントアンテナを構成する低損失の両面基板上に直列共振回路を形成することで、直列共振回路の挿入損失を少なくして、アンテナ利得の低下を少なくする。

【0017】

【実施例】図1及び図2に本発明の一実施例を示す。本実施例は短縮タイプの逆F形プリントアンテナに本発明を適用したものであり、基本構成的には図5で説明した短縮タイプの逆F形プリントアンテナと同じものであるので、同一構成に関しては同一符号を付し、説明は省略する。

【0018】本実施例の短縮タイプの逆F形プリントアンテナでは、ループ状アンテナ導体層2'の接地側と反対側の端部を幅広にして容量装荷用導体部21を形成し、給電用導体6のアンテナ導体層2'側の端部をループ状アンテナ導体層2'の内部に臨ませ、この給電用導体6とループ状アンテナ導体層2'との間に、インダクタンス素子としての渦巻状導体部22とキャパシタンス素子としての櫛歯状導体部23とからなる直列共振回路を形成し、さらに接地用導体5を3個備えている点に特徴がある。

【0019】図1(b)は図1(a)の電気的な等価回路であり、図中のし<sub>1</sub>はアンテナ導体層2'のインダク

タンス成分であり、 $L_2$  は接地用導体 5 のインダクタンス成分、 $C_1$  は容量荷用導体部 2 1 とアンテナ導体層 2' とのキャパシタンス成分、 $L_1$  は渦巻状導体部 2 2 のインダクタンス成分、及び  $C_2$  は歯状導体部 2 3 のキャパシタンス成分である。

【0020】ここで、アンテナの同調周波数（共振周波数） $f_0$  は、 $(L_1 + L_2)$  と  $C_1$  とで決まる。そして、キャパシタンス成分  $C_1$  及びインダクタンス成分  $L_1$  は、リアクタンス補償法によって、アンテナ導体層 2、アース導体層 3、誘電体層 4 及び接地用導体 5 からなるアンテナ部のリアクタンス成分を打ち消して帯域幅を広帯域化する直列共振回路である。ここで、上述したようにこの直列共振回路は、その共振周波数をアンテナ部の共振周波数  $f_0$  と同一に選んでおり、且つこの直列共振回路及び給電用導体 6 を除くアンテナ部のリアクタンス成分の周波数特性と逆特性を示すようにしてある。なお、この直列共振回路のアンテナ導体層 2' との連結位置  $P$ 、及び直列共振回路の  $Q$  を決める  $C_1$ 、 $L_1$  の比は、リアクタンス成分を打ち消すようにアンテナ部の特性に合わせて最適に選ぶ。さらに、直列共振回路のアンテナ導体層 2' への連結位置  $P$  でのインピーダンスを低く抑えるために、接地用導体 5 を 3 個設けてある。ここで、直列共振回路のアンテナ導体層 2' への連結位置  $P$  でのインピーダンスは、接地用導体 5 の数を増減することで容易に加減できる。なお、接地用導体 5 を形成するスルーホール孔の直径あるいは位置を変化させて加減することもできる。

【0021】本実施例のプリントアンテナのインピーダンスの周波数特性は図 2 (a) に示すようになる。つまり、インピーダンス軌跡がスミス図表の中心を取り囲んで 1 回転しており、広帯域化されていることを示す。ここで、誘電率  $\epsilon$  が 3.5、寸法が  $35 \times 15 \times 5$  mm の両面基板 1 を用いて 820 MHz のアンテナを製作した場合の定在波比特性は、図 2 (b) に示すように、 $VSWR = 2$  において 40 MHz の帯域幅となり、図 4 の短縮タイプでない逆 F 形プリントアンテナと同様の帯域幅が得られた。

【0022】ところで、上述の場合にはリアクタンス補償を行う直列共振回路のインダクタンス成分を渦巻状導体部 2 2 としたが、ジグザグ状導体で形成してもよく、またキャパシタンス成分を歯状導体部 3 3 の代わりに平行線状導体としてもよい。このように本実施例では帯域幅を広帯域化する直列共振回路をアンテナ部と一緒にしてプリントアンテナを形成することにより、直列共振回路を含めた形で設計段階で広帯域化を図ることができ、しかも直列共振回路を別個に形成する場合のように、プリントアンテナの製作後の総合的な組み合わせ調整を必要とすることなく、製品の歩留りが良くなることが期待できる。また、上記直列共振回路はループ状アンテナ導体層 2' の空きスペースに形成されるので、直

列共振回路用の余分なスペースが不要となり、小型化できる。

【0023】さらに、低損失両面基板上に直列共振回路を構成してあるので、直列共振回路自体の損失を少なくでき、この直列共振回路の挿入損失に基づくアンテナ利得の低下を少なくできる。なお、上述のように誘電率  $\epsilon$  が 3.5、寸法が  $35 \times 15 \times 5$  mm の両面基板 1 を用いて 820 MHz のアンテナを製作した場合の直列共振回路の損失は 0.5 dB 以下であった。

【0024】ところで、上述の場合には両面基板 1 の銅箔を用いて直列共振回路のインダクタンス成分及びキャパシタンス成分を形成したが、図 3 に示すように、チップインダクタ 2 4 及びチップキャパシタ 2 5 を用いてもよい。この場合には直列共振回路の占有面積を極めて小さくすることができる。

【0025】

【発明の効果】本発明は上述のように、両面に銅箔を有する両面基板の一面側の銅箔を用いて少なくともループ状の導体部を含むアンテナ導体層を形成すると共に、他面側の銅箔を用いてアース導体層を形成し、両面基板の上下銅箔部の間の絶縁材部を誘電体層として用い、上記アース導体層側にこのアース導体層とは絶縁して銅箔で給電部を形成し、アンテナ導体層のループ状の導体部とアース導体層とを誘電体層を介して接地用導体で接続し、給電部から誘電体層を介して給電用導体を上記ループ状の導体部内に臨ませ、上記給電用導体と上記ループ状の導体部との間にアンテナ本体部のリアクタンスを打ち消して帯域幅を広帯域化するインダクタンス素子とキャパシタンス素子とからなる直列共振回路を設けてあるので、リアクタンス補償法を用いて帯域幅を広帯域化することができ、しかも上記直列共振回路をプリントアンテナに一体に形成してあるので、直列共振回路を別個に形成する場合のように、プリントアンテナの製作後の総合的な組み合わせ調整を必要とすることなく、かつプリントアンテナを構成する低損失の両面基板上に直列共振回路を形成しているので、直列共振回路の挿入損失を少なくして、アンテナ利得の低下を少なくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】(a)、(b) は本発明の一実施例としての短縮タイプの逆 F 形プリントアンテナを示す斜視図、及びその等価回路図である。

【図 2】(a)、(b) は同上のインピーダンス特性を示すスミス図表及び定在波比特性の説明図である。

【図 3】他の実施例の斜視図である。

【図 4】(a)、(b) は従来の逆 F 形プリントアンテナを示す斜視図及び断面図である。

【図 5】従来の短縮タイプの逆 F 形プリントアンテナを示す斜視図である。

【図 6】同上のインピーダンス特性を示すスミス図表で

ある。

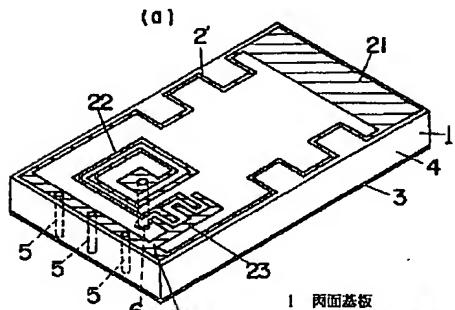
【図7】リアクタンス補償法の説明図である。

【符号の説明】

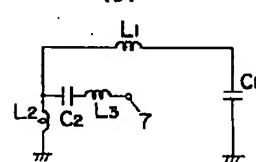
- 1 両面基板
- 2, 2' アンテナ導体層
- 3 アース導体層

- \* 4 誘電体層
- 5 接地用導体
- 6 給電用導体
- 7 給電部
- 22 漩巻状導体部
- \* 23 櫛歯状導体部

【図1】

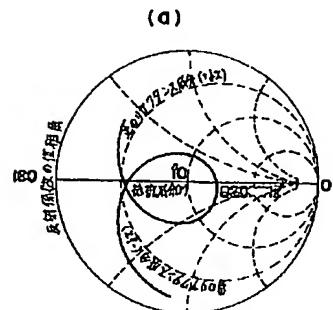


(a)

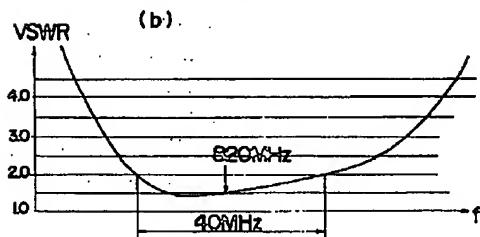


- 1 両面基板
- 2 アンテナ導体層
- 3 アース導体層
- 4 誘電体層
- 5 接地用導体
- 6 給電用導体
- 7 給電部
- 22 漩巻状導体部
- 23 櫛歯状導体部

【図2】

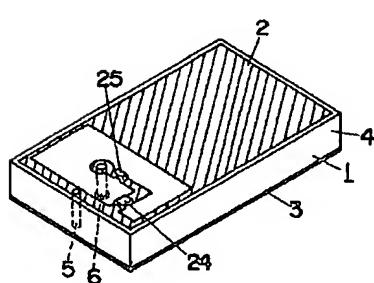


(a)

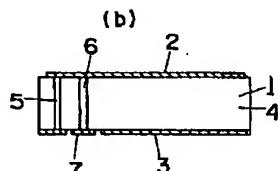
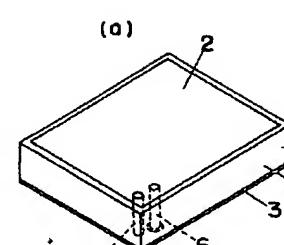


(b)

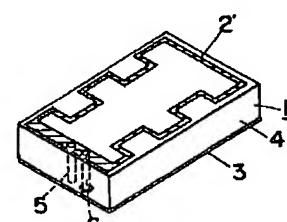
【図3】



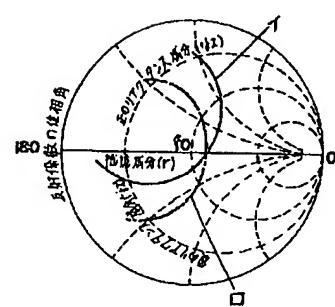
【図4】



【図5】



【図6】



[図7]

